

УДК 621. 382

РАДИОЛОКАТОР С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ, ПАРАЗИТИРУЮЩИЙ НА СИГНАЛАХ ТЕЛЕВИЗИОННОГО ВЕЩАНИЯ

© 2014 А.В. Борисенков, О.В. Горячкин, В.Н. Долгополов, Б.Г. Женгуров

Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики, г. Самара

В статье описывается система получения радиолокационного изображения (РЛИ) с использованием в качестве зондирующего сигнала ТВ-вещания по схеме бистатического радиолокатора с синтезированной апертурой (РСА). Приводится описание основных функциональных и конструкторских особенностей аппаратуры, рассмотрен алгоритм формирования РЛИ. Также приведены результаты, полученные в ходе проведённого натурного эксперимента.

Апертура, радиолокатор, ТВ-вещание, алгоритм, изображения местности.

Введение

Последние годы характеризуются развитием новых технологий радиолокации, в основу которых положен симбиоз методов синтеза апертуры антенны и многопозиционного наблюдения (МПРСА). Данные системы позволяют не только обнаруживать объекты в пространстве, определять их координаты и характеристики, но и реализовывать технологию радиовидения протяжённых объектов в трёхмерном пространстве наблюдения. Всё это создаёт предпосылки для создания новых типов сетевых систем радиолокационного наблюдения, использующих элементы космического, авиационного, мобильного и стационарного наземного базирования. Среди МПРСА особенный интерес представляют системы, получившие в литературе название «РСА-паразиты», поскольку для решения целевой задачи эти системы используют чужие радиосигналы, иногда сигналы радиосистем, не являющихся собственно радиолокаторами. Например, это могут быть

системы спутниковой навигации, системы космической связи, системы радио и ТВ-вещания и т.п. Такой подход к созданию МПРСА привлекателен в экономическом отношении, так как некоторые элементы системы уже развёрнуты. Кроме того создаваемые элементы МПРСА могут быть пассивными, что обеспечивает высокую скрытность разворачиваемой системы и, в свою очередь, может быть весьма актуальным для военных применений. Однако при использовании уже существующих нерадиолокационных систем возникают проблемы с синхронизацией приёмопередающей аппаратуры, трудности с цифровой обработкой сигнала. Информационные характеристики РСА-паразита могут оказаться не очень хорошими, так как используемые сигналы не предназначены для радиовидения. Сравнительные характеристики параметров сигналов некоторых радиосистем, которые можно использовать для паразитического радиолокационного наблюдения, приведены в табл. 1.

Таблица 1. Параметры сигналов, используемых для построения РСА-паразитов

Параметры	FM-радио	ТВ-вещание	Сотовые телефонные станции GSM-1800	Системы GPS/GLONAS
Полоса частот, кГц	50	6000	1000	10000
Диапазон несущих частот, МГц	66...108	48,5...694	1805...1880	1164...1215, 1525...1575
Потенциальное пространственное разрешение, м	6000	50	300	30

Приведём эксперимент, проведённый в Поволжском государственном университете телекоммуникаций и информатики (ПГУТИ) и иллюстрирующий некоторые особенности реализации МПРСА (в рассматриваемом случае бистатической РСА (БиРСА)), паразитирующей на ТВ-сигнале. Схема проведения эксперимента показана на рис.1. Сигнал, излучаемый передатчиком ТВ-вещания, регистрируется в приёмнике, который находится на движущемся объекте (в описываемом эксперименте – автомобиль) по двум каналам: прямой – непосредственно от телецентра; отражённый – после отражения от поверхности Земли.

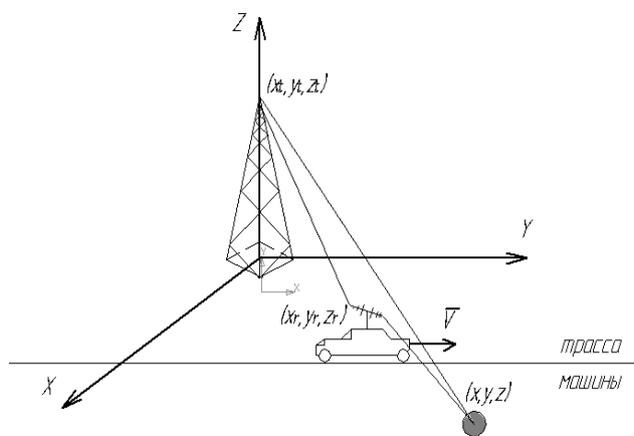


Рис. 1. Геометрия МПРСА, паразитирующей на сигналах ТВ-вещания

К интересным особенностям подобной реализации БиРСА можно отнести возможность одновременного зондирования подстилающей поверхности на различных несущих частотах (табл. 2), в зависимости от выбранного телевизионного канала. Недостатком системы является сравнительно низкое пространственное разрешение (50...100 метров).

Таблица 2. Список каналов эфирного телевидения в г. Самаре

Название	Частота, мГц	Номер канала
СТС	49,75	1
ОРТ	77,25	3
Терра Домашний	175,25	6
Скат ТНТ	183,25	7
РТР	199,25	9
НТВ	471,25	21
Петербург	487,25	23
Культура	503,25	25
Рио	519,25	27
Муз ТВ	583,25	35
ТВ-3	599,25	37
ТВЦ	679,25	47
Спорт	703,25	50

Описание экспериментальной аппаратуры

Экспериментальный комплекс состоит из антенно-фидерного устройства (рис.2), системы автономного электропитания, трёхканального приёмного устройства, подсистемы управления и регистрации, аппаратуры спутниковой навигации.



Рис. 2. АФУ МПРЛК, установленное на автомобиле

Внешний вид трёхканального приёмника показан на рис. 3. Его размеры составляют 340x220x130 мм, вес – 3,5 кг. Корпус изготовлен из пластика. Потребляемая мощность устройства составляет 50 Вт. На внешней стороне корпуса расположены две декоративные решетки для осуществления вентиляции устройства, а также шнур питания для подключения к сети переменного напряжения 220 В, выключатель питания, отсек для предохранителя, разъём для подключения к COM-порту управляющего компьютера, три кабеля для подключения к регистрирующему устройству с разъёмами.

На верхней крышке устройства располагаются три отверстия для подключения внешних телевизионных антенн. Трёхкана-



Рис. 3. Внешний вид трёхканального приёмника

льный приёмник состоит из нескольких основных блоков: контроллер управления тюнером, усилитель, блок питания, кроссплата. Контроллер управления предназначен для управления тюнером, установки частоты телевизионного канала, изменения величины усиления принимаемого сигнала, измерения параметров принимаемого канала, амплитуды принимаемого сигнала, напряжения детектора канала, величины сигнала автоусиления; поддержки пакетов управления от персонального компьютера. Контроллер построен на основе однокристального микроконтроллера AT90PWM3 фирмы ATMEL. Микроконтроллер содержит 8-битное вычислительное ядро производительностью до 16 миллионов операций в секунду, внутреннее ОЗУ объёмом 1 К, ПЗУ объёмом 8 К, 8-канальный 10-разрядный АЦП, 10-разрядный одноканальный ЦАП, драйвер последовательного канала, внутренний тактовый генератор. Данный микроконтроллер позволил построить компактный и достаточно многофункциональный контроллер. В контроллере осуществлена полная гальваническая развязка последовательного канала от персонального компьютера при помощи оптронных пар, что исключило попадание шумов от персонального компьютера по шине «Земля». На входы АЦП через низкочастотные фильтры заведены сигналы амплитуды принимаемого сигнала, напряжения детектора канала, величины сигнала автоусиления. Измеряемая величина сигнала на входе АЦП не превышает 5 В, что соответствует величине 1023 на выходе АЦП. Сигнал управления усилением тюнера формируется на выходе ЦАП и изменяется от 0 до 5 В. Последовательный канал позволяет принимать и передавать пакеты со скоростью 9600 бод. На каждом контроллере, входящем в состав устройства, установлены переключатели, задающие адрес каждого контроллера, что позволяет управлять каждым контроллером в отдельности. Для данного контроллера был разработан оригинальный протокол обмена данными, позволяющий оптимально использовать программно-аппаратные ресурсы микроконтроллера. Блок усилителя предназначен для ограничения полосы принимаемого сигнала, усиления сигнала с ограни-

ченной полосой до необходимой величины, перехода от дифференциального выхода к несимметричному и согласования выходного сопротивления с выходной линией, детектирования амплитуды выходного сигнала. Принимаемый сигнал с выхода тюнера имеет широкий спектр 0...40 МГц. Полезная составляющая в принимаемом сигнале находится в полосе 30...38 МГц. Для выделения данного сигнала используется стандартный телевизионный ПЧ-фильтр, который даёт достаточно большое ослабление сигнала. Для усиления достаточно широкополосного сигнала используется дифференциальный усилитель NE592 с полосой пропускания до 50 МГц и фиксированным усилением равным 100. Для согласования низкого входного сопротивления микросхемы NE592 и высокого ПЧ-фильтра установлены малошумящие широкополосные операционные усилители AD8091. Для перехода от дифференциального выхода к несимметричному и согласования выходного сопротивления с выходной линией с сопротивлением 50 Ом построена схема на малошумящем широкополосном операционном усилителе AD8091.

Детектор амплитуды выходного сигнала предназначен для преобразования выходного сигнала в низкочастотный сигнал, позволяющий оценить амплитуду выходного сигнала. Детектор построен по схеме с удвоением напряжения, а полученный сигнал усиливается операционным усилителем LM358 до необходимого для измерения уровня. Питание контроллера осуществляется от источника питания напряжением ± 6 В и потребляет мощность 0,2 Вт.

Для обеспечения питания трёхканального приёмника используются три независимых блока питания с напряжениями +5 В и выходным током до 3 А, три независимых блока питания с напряжениями ± 6 В и выходным током до 100 мА, один источник питания на 12 В для работы вентилятора и выходным током до 0,5 А. Блок питания построен по компенсационной схеме с малыми величинами импульсных помех для уменьшения величины шумов на входе усилителя. Блок питания подключен к сети переменного напряжения 220 В через фильтр подавления

высокочастотных помех и потребляет мощность 50 Вт.

Алгоритм формирования изображений в МПРСА

Геометрическая модель системы представлена на рис. 1. Источник сигнала имеет координаты (x_t, y_t, z_t) . Приёмник имеет координаты (x_r, y_r, z_r) и движется параллельно оси ОУ со скоростью V .

Сигнал, излученный передатчиком можно записать в виде

$$\dot{s}_{nv}(t) = \dot{u}_{nv}(t) e^{j\omega_0 t}, \quad t \in [t_1, t_2], \quad (1)$$

где $\dot{u}_{nv}(t)$ – комплексная огибающая ТВ-сигнала, ω_0 – несущая частота сигнала. Сигнал, принятый по прямому каналу, равен

$$\dot{s}_1(t) = G_1(t) \dot{u}_{nv}(t - \tau_1(t)) e^{j\omega_0(t - \tau_1(t))} + n_1(t), \quad (2)$$

где $n_1(t)$ – комплексный гауссовский шум прямого канала; $G_1(t)$ – вещественная весовая функция, учитывающая влияние диаграмм направленности приёмной и передающей антенны в прямом канале; временная задержка сигнала в прямом канале

$$\tau_1(t) = \frac{1}{c} \left(\sqrt{(x_t - x_r)^2 + (y_t - y_r - Vt)^2 + (z_t - z_r)^2} \right). \quad (3)$$

Время задержки в отражённом канале определяется следующим образом

$$\tau_2(t, x, y) = \frac{1}{c} \left(\sqrt{(x_t - x)^2 + (y_t - y)^2 + (z_t)^2} + \sqrt{(x_r - x)^2 + (y_r - y + Vt)^2 + (z_r)^2} \right). \quad (4)$$

Сигнал, отражённый от поверхности, равен

$$\dot{s}_2(t) = \iint_D G_2(t, x, y) \dot{s}_{nv}(t - \tau_2(t, x, y)) \xi(x, y) dx dy + \dot{n}_2(t), \quad (5)$$

где $\xi(x, y)$ – коэффициент отражения элемента поверхности; $\dot{n}_2(t)$ – комплексный гауссовский шум отражённого канала; D – область отражения; $G_2(t, x, y)$ – вещественная весовая функция, учитывающая влияние диаграмм направленности приёмной и передающей антенны в отражённом канале. Пусть восстанавливаемое изображение является реализацией случайного процесса (поля) с известным априорным распределением, тогда алгоритм восстановления для простой функции потерь совпадает с алгоритмом максимума апостериорной вероятности (МАН), который с учётом особенностей задачи можно записать в виде

$$\hat{\xi}(x, y) = \arg \max_{\xi(x, y)} p(\xi(x, y) | \dot{s}_2(t)) = \arg \max_{\xi(x, y)} p(\dot{s}_2(t) | \xi(x, y)) p(\xi(x, y)), \quad (6)$$

где $p(\xi(x, y) | \dot{s}_2(t))$ – апостериорное распределение восстанавливаемого сигнала,

$p(\dot{s}_2(t) | \xi(x, y))$ – функционал правдоподобия наблюдаемого изображения, $p(\xi(x, y))$ – априорное распределение восстанавливаемого изображения. Пусть восстанавливаемое радиолокационное изображение является реализацией гауссовского комплексного случайного процесса с корреляционной функцией $B_\xi(x_1, x_2, y_1, y_2)$ и нулевым математическим ожиданием. Шум в уравнении (5) также является гауссовским случайным процессом с корреляционной функцией $B_{n_2}(t_1, t_2)$ и нулевым математическим ожиданием. Тогда можно записать функционал апостериорного распределения наблюдаемого сигнала в виде

$$p(\xi(x, y) | \dot{s}_2(t)) = C \times \left\{ -\frac{1}{2} \iint_D \left(\dot{s}_2(t_1) - \iint_D G_2(t_1, x, y) \dot{s}_{nv}(t_1 - \tau_2(t_1, x, y)) \xi(x, y) dx dy \right) \times \right. \\ \times \exp \left. \left\{ \times B_{n_2}^{-1}(t_1, t_2) \left(\dot{s}_2(t_2) - \iint_D G_2(t_2, x, y) \dot{s}_{nv}(t_2 - \tau_2(t_2, x, y)) \xi(x, y) dx dy \right)^* dt_1 dt_2 \right\} \right\} \\ \times \exp \left\{ -\frac{1}{2} \iint \iint \xi(x_1, y_1) B_\xi^{-1}(x_1, y_1, x_2, y_2) \xi^*(x_2, y_2) dx_1 dy_1 dx_2 dy_2 \right\}, \quad (7)$$

где $B_\xi^{-1}(x_1, y_1, x_2, y_2)$ и $B_{n_2}^{-1}(t_1, t_2)$ – обратные корреляционные функции радиолокационного изображения и шума, соответственно.

Продифференцируем логарифм полученного функционала по искомому сигналу

$$d \ln(p(\xi(x, y) | \dot{s}_2(t))) = \iint_D G_2(t_2, x, y) \dot{s}_{nv}^*(t_2 - \tau_2(t_2, x, y)) g(x, y) \times \\ \times B_{n_2}^{-1}(t_1, t_2) \dot{s}_2(t_1) dx dy dt_1 dt_2 - \quad (8)$$

$$- \iint_D \iint_D G_2(t_1, x_1, y_1) \dot{s}_{nv}(t_1 - \tau_2(t_1, x_1, y_1)) \xi(x_1, y_1) B_{n_2}^{-1}(t_1, t_2) \times \\ \times G_2(t_2, x_2, y_2) \dot{s}_{nv}^*(t_2 - \tau_2(t_2, x_2, y_2)) g(x_2, y_2) dx_1 dy_1 dx_2 dy_2 dt_1 dt_2 \\ - \iint \iint \xi(x_1, y_1) B_\xi^{-1}(x_1, y_1, x_2, y_2) g(x_2, y_2) dx_1 dx_2 dy_1 dy_2.$$

Для нахождения решения приравняем полученный дифференциал к нулю и учтём, что это равенство должно выполняться для любой функции $g(x_2, y_2)$. Тогда

$$0 = \iint G_2(t_2, x, y) \dot{s}_{nv}^*(t_2 - \tau_2(t_2, x, y)) B_{n_2}^{-1}(t_1, t_2) \dot{s}_2(t_1) dt_1 dt_2 - \\ - \iint_D \iint_D G_2(t_1, x_1, y_1) \dot{s}_{nv}(t_1 - \tau_2(t_1, x_1, y_1)) B_{n_2}^{-1}(t_1, t_2) \xi(x_1, y_1) G_2(t_2, x_2, y_2) \dot{s}_{nv}^*(t_2 - \tau_2(t_2, x, y)) dx_1 dy_1 dt_1 dt_2 \\ - \iint \iint \xi(x_1, y_1) B_\xi^{-1}(x_1, y_1, x, y) dx dy. \quad (9)$$

Пусть $B_{\xi}^{-1}(x_1, y_1, x_2, y_2) = \frac{1}{Q} \delta(x_1 - x_2, y_1 - y_2)$ и $B_{n_2}^{-1}(t_1, t_2) = \frac{2}{N_0} \delta(t_1 - t_2)$. Тогда получим следу-

ющее выражение

$$\xi(x, y) = \lambda \int G_2(t_1, x, y) s_n^*(t_1 - \tau_2(t_1, x, y)) \dot{s}_2(t_1) dt_1 - \lambda \iint_D (G_2(t_1, x_1, y_1) \dot{s}_n(t_1 - \tau_2(t_1, x_1, y_1)) G_2(t_1, x, y) s_n^*(t_1 - \tau_2(t_1, x, y))) dt_1 \xi(x_1, y_1) dx_1 dy_1, \quad (10)$$

где $\lambda = \frac{2Q}{N_0}$.

Полученное выражение является интегральным уравнением Фредгольма 2-го рода относительно искомого радиолокационного изображения.

В последнем выражении интеграл

$$F(x_1, x_2, y_1, y_2) = \int G_2(t_1, x_1, y_1) \dot{s}_n(t_1 - \tau_2(t_1, x_1, y_1)) G_2(t_1, x_2, y_2) s_n^*(t_1 - \tau_2(t_1, x_2, y_2)) dt_1 \quad (11)$$

является функцией неопределённости бистатической РСА, паразитирующей на телевизионном сигнале. Обозначим

$$\xi_0(x, y) = \lambda \int G_2(t_1, x, y) s_n^*(t_1 - \tau_2(t_1, x, y)) \dot{s}_2(t_1) dt_1,$$

тогда

$$\xi(x, y) = \xi_0(x, y) - \lambda \iint_D F(x_1, x_2, y_1, y_2) \xi(x_1, y_1) dx_1 dy_1. \quad (12)$$

Если бы $F(x_1, x_2, y_1, y_2) = \delta(x_1 - x_2, y_1 - y_2)$, то искомая оценка изображения имела бы вид

$$\hat{\xi}(x, y) = \frac{1}{1 + \lambda} \xi_0(x, y). \quad (13)$$

Однако в [1,2] показано, что форма данной функции в сечении задержки далека от δ -функции и не годится для формирования радиолокационного изображения. Искомую оценку можно получить в виде итерационного процесса известным способом из (13).

Обозначим

$$\mathbf{F}(\xi) = \iint_D F(x_1, x_2, y_1, y_2) \xi(x_1, y_1) dx_1 dy_1, \text{ тогда}$$

$$\hat{\xi}(x, y) = \xi_0(x, y) - \lambda \mathbf{F}(\hat{\xi}) + \lambda^2 \mathbf{F}(\mathbf{F}(\hat{\xi})) - \lambda^3 \mathbf{F}(\mathbf{F}(\mathbf{F}(\hat{\xi}))) + \dots \quad (14)$$

Рассмотрим альтернативный путь построения оценки РЛИ, не требующий итерационного процесса. Для этого рассмотрим задачу выбора линейного фильтра, при котором выполняется наиболее близкое приближение $F(x_1, x_2, y_1, y_2) \rightarrow \delta(x_1 - x_2, y_1 - y_2)$.

Сигнал, отражённый от поверхности, можно представить в виде

$$\dot{s}_2^h(t) = \iint_D \dot{s}_h(t, x, y) \xi(x, y) dx dy + \dot{n}_2^h(t),$$

где $\dot{s}_h(t', x, y) = \int G_2(t, x, y) \dot{s}_n(t - \tau_2(t, x, y)) \dot{h}(t - t') dt$. (15)

тогда $F(x_1, x_2, y_1, y_2) = \int \dot{s}_h(t', x, y) s_h^*(t', x, y) dt'$. (16)

Несколько упростим задачу. Пусть в области формирования радиолокационного изображения $G_2(t_1, x, y) = 1$, что наиболее характерно для диапазона УКВ. Тогда

$$\dot{s}_h(t', x, y) = \int \dot{s}_n(t - \tau_2(t, x, y)) \dot{h}(t - t') dt = \dot{s}_h(t' - \tau_2(t', x, y)), \quad (17)$$

где $\dot{s}_h(t') = \int \dot{s}_n(t) \dot{h}(t - t') dt$, (18)

$$F(x_1, x_2, y_1, y_2) = \int \dot{s}_h(t - \tau_2(t, x_1, y_1)) s_h^*(t - \tau_2(t, x_2, y_2)) dt. \quad (19)$$

Заметим, что на интервале обработки информации $(t_2 - t_1)$ всегда можно выделить N участков длительностью T , на которых функцию $\tau_2(t, x, y)$ можно считать кусочно-постоянной. Тогда справедливо следующее выражение

$$F(x_1, x_2, y_1, y_2) = \sum_{i=0}^{N-1} \int_{iT}^{(i+1)T} \dot{s}_h(t - \tau_2(t_i, x_1, y_1)) s_h^*(t - \tau_2(t_i, x_2, y_2)) dt. \quad (20)$$

Воспользуемся равенством Парсеваля для преобразования Фурье и получим

$$F(x_1, x_2, y_1, y_2) = \frac{1}{2\pi} \sum_{i=0}^{N-1} \int_{-\infty}^{+\infty} |\dot{S}_i(j\omega)|^2 |\dot{H}(j\omega)|^2 e^{j(\omega - \omega_0)(\tau_2(t_i, x_1, y_1) - \tau_2(t_i, x_2, y_2))} d\omega. \quad (21)$$

В этом выражении $|\dot{S}_i(j\omega)|$ - спектральная плотность комплексной огибающей телевизионного сигнала на интервале времени $(iT, (i+1)T)$, $\dot{H}(j\omega)$ - передаточная функция искомого фильтра на несущей частоте:

$$\dot{H}(j\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t) e^{-j(\omega - \omega_0)t} dt. \quad (22)$$

Пусть выполняется условие $\frac{|\dot{S}_i(j\omega)| |\dot{H}(j\omega)|}{\mu(\omega)} = 1$, (23)

где $\mu(\omega)$ - заданная весовая функция.

Тогда

$$F(x_1, x_2, y_1, y_2) = \frac{1}{2\pi} \sum_{i=0}^{N-1} \int_{-\infty}^{+\infty} e^{j(\omega - \omega_0)(\tau_2(t_i, x_1, y_1) - \tau_2(t_i, x_2, y_2))} d\omega = \quad (24)$$

$$= \sum_{i=0}^{N-1} \mu(\tau_2(t_i, x_1, y_1) - \tau_2(t_i, x_2, y_2)) e^{-j\omega_0(\tau_2(t_i, x_1, y_1) - \tau_2(t_i, x_2, y_2))}.$$

Последнее выражение, очевидно, является функцией неопределённости бистатиче-

ской РСА, в которой в качестве зондирующего сигнала используется последовательность импульсов с периодом повторения T . Таким образом, показано, что для компенсации особенностей функции неопределённости телевизионного сигнала можно провести фильтрацию с адаптивным выравниванием амплитудно-частотной характеристики (АЧХ). Алгоритм оценивания в данном случае будет иметь вид

$$\hat{\xi}(x, y) = \frac{\lambda}{1 + \lambda} \int G_2(t_1, x, y) s_h^*(t_1 - \tau_2(t_1, x, y)) \dot{s}_2^h(t_1) dt_1. \quad (25)$$

Однако после фильтрации аддитивный шум становится окрашенным в соответствии с корреляционной функцией корректирующего фильтра

$$B_{n_2}(t_1 - t_2) = \frac{N_0}{4\pi} \int \frac{|H(j\omega)|^2}{\mu^2(\omega)} \exp(j\omega(t_1 - t_2)) d\omega. \quad (26)$$

Это означает более низкую помехоустойчивость данного алгоритма по сравнению с оптимальным алгоритмом (14).

Для построения оценок (14) или (26) необходимо иметь $\dot{s}_n(t)$. Получим $\dot{s}_n(t)$ из сигнала прямого канала $\dot{s}_1(t)$, который фактически является оценкой максимального правдоподобия искомого сигнала. В этом случае сохраняется оптимальность алгоритма МАВ (14) в соответствии с известным положением адаптивного байесовского оценивания [3]. Оценка радиолокационного изображения (24) в этом случае примет вид

$$\hat{\xi}(x, y) = \frac{\lambda}{1 + \lambda} \int G_2(t, x, y) s_1^*(t - \tau_2(t, x, y) + \tau_1(t)) \dot{s}_2^h(t) dt. \quad (27)$$

Результаты экспериментальной обработки бистатистического радиолокационного комплекса (БиРЛК)

Экспериментальные работы с БиРСА, паразитирующем на ТВ-сигнале проводились на базе городской застройки в условиях перепада высот от 40 до 140 м над уровнем моря. На рис. 4 показаны результаты наземного стационарного эксперимента, в котором показана возможность различения точечных целей по отраженному ТВ-сигналу, а также результаты выбора весовой функции в выражении (23). На верхнем рисунке в логарифмическом масштабе показана нормированная автокорреляция фильтрованного сигнала в сечении дальности для случая отсутствия весовой функции и использования в качестве весовой функции окна Хэмминга,

Наталла в частотной области. На нижнем рисунке показан реальный сигнал, отражённый от здания и принятый в лаборатории на расстоянии 225 м друг от друга.

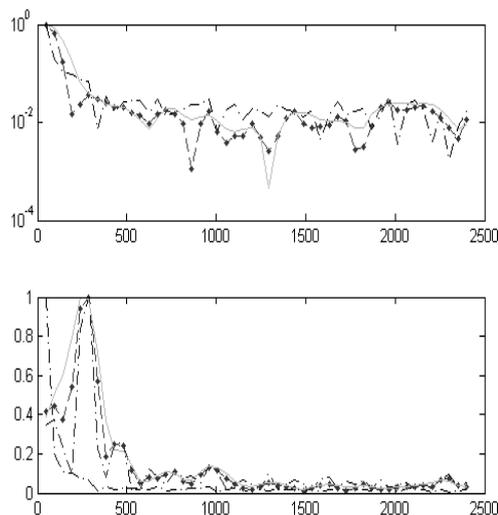


Рис. 4. Влияние весовой функции на изображение точечной цели: -.- без весовой функции, -.-+ окно Хэмминга, --- окно Наталла. По оси абсцисс отложено расстояние в метрах по оси ОХ

Из рис.4 следует относительно низкая эффективность весовой обработки в сечении дальности, однако окно Хэмминга более предпочтительно в большинстве случаев.

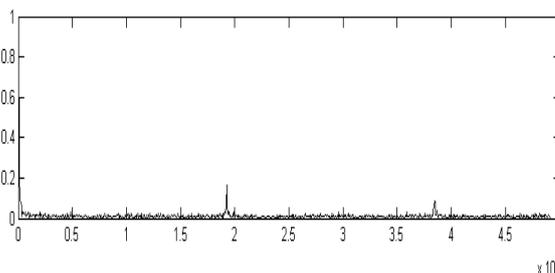


Рис. 5. Дифракционные максимумы в сечении дальности. По оси абсцисс отложено расстояние в метрах по оси ОХ

Рис.5 отражает величину зоны однозначности по оси дальности (ОХ), которая зависит от свойств телевизионного сигнала и составляет величину примерно 20 км. На рис. 6 показаны РЛИ местности, полученные БиРЛК, паразитирующего на сигналах ТВ-вещания. Шаг между пикселями изображе-

ния 25×25 м. Автомобиль движется по мосту на высоте 8...14 м в прямой видимости телецентра со скоростью 20...35 м/с. На изобра-

жениях видны отражения от некоторых высотных зданий и сооружений.

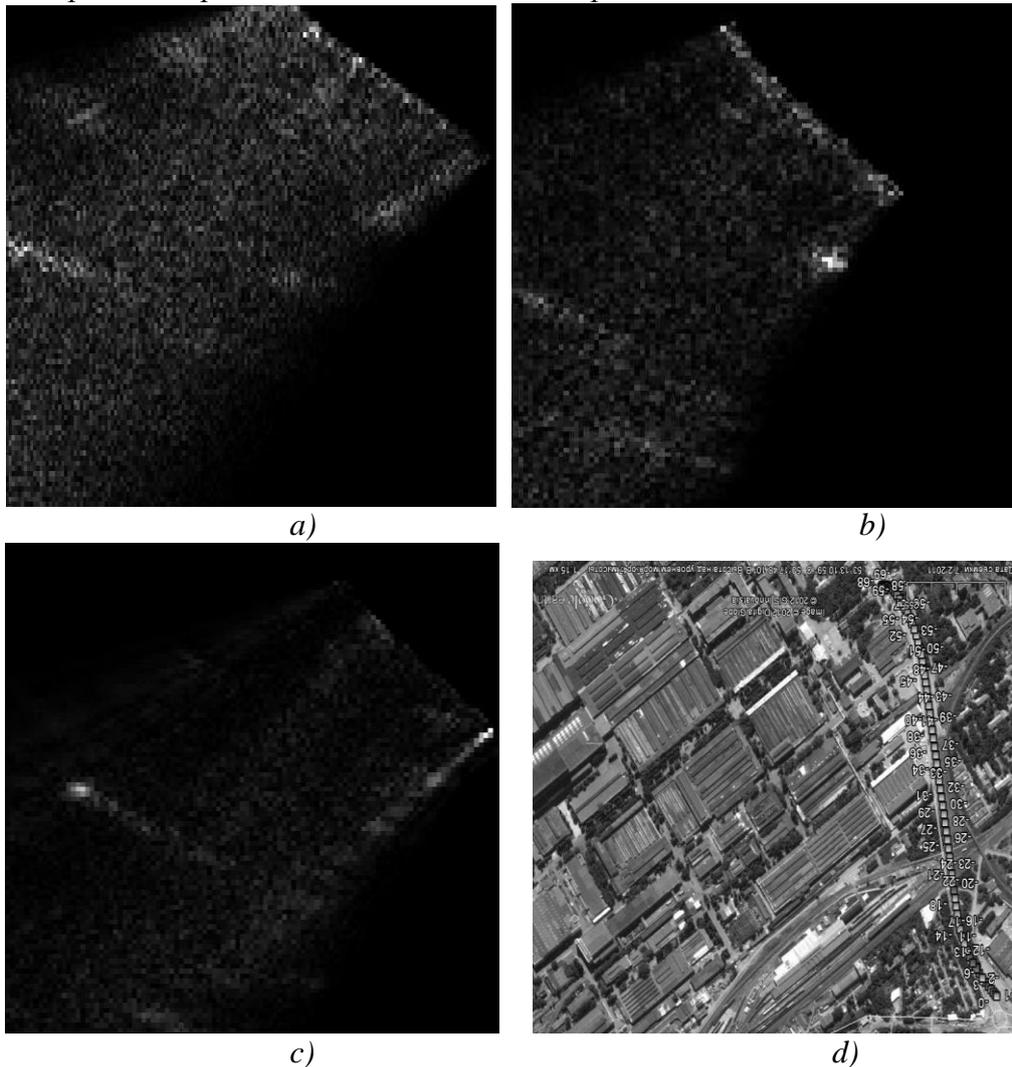


Рис. 6. РЛИ БиРЛК, паразитирующего на сигналах ТВ-вещания, а) – 50-й канал, б) – 9-й канал, в) – 3-й канал, д) – изображение Google maps с отмеченным точками маршрутом автомобиля

Выводы

Показана возможность реализации БиРЛК, паразитирующего на сигналах ТВ-вещания и обеспечивающего формирование радиолокационного изображения с пространственным разрешением 50-100 м в полосе до 20 км в радиусе до 50 км от телецентра одновременно в нескольких диапазонах частот дециметрового и метрового диапазо-

на. Приведены радиолокационные изображения местности, полученные с движущегося автомобиля, что ограничивает объективный состав изображений теми, для которых выполняется условие прямого распространения сигнала. Размещение данной аппаратуры на летательном аппарате будет обеспечивать преодоление данных ограничений.

Библиографический список

1. Горячкин О.В., Янгазов, Р.Р. Особенности использования телевизионных сигналов в качестве зондирующего сигнала биста-

тической РСА // Инфокоммуникационные технологии. 2010. Т.8. №1. С.41-46.

2. Горячкин О.В., Женгуров, Б.Г. Алгоритм формирования радиолокационного

изображения РСА, паразитирующего на телевизионном сигнале // Физика и технические приложения волновых процессов: Труды XI МНТК / под общ. ред. Ю.Е. Мительмана. Екатеринбург: Изд. Урал. ун-та, 2012. С.64-65.

3.Репин В.Г., Тартаковский Г.П. Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем. М.: «Сов. радио», 1977. 432с.

Информация об авторах

Борисенков Алексей Владимирович, кандидат технических наук, доцент кафедры теоретических основ радиотехники и связи, Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики. E-mail: tors@psati.ru. Область научных интересов: цифровая обработка сигналов в системах связи, алгоритмы обработки сигналов в пространственно временных каналах связи.

Горячкин Олег Валериевич, доктор технических наук, заведующий кафедрой теоретических основ радиотехники и связи, Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики. E-mail: gor@psati.ru. Область научных интересов: цифровая обработка сигналов в системах радиотехники и связи, радиофизические методы дистанционного зондирования Земли, радиолокация с синтезированием апертуры

антенны, слепая идентификация систем, прикладная статистика.

Долгополов Вадим Николаевич, заведующий лабораторией кафедры теоретических основ радиотехники и связи, Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики. E-mail: tors@psati.ru. Область научных интересов: цифровая обработка сигналов в системах связи, системы и устройства радиотехники и связи.

Женгуров Борис Глебович, аспирант кафедры теоретических основ радиотехники и связи, Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики. E-mail: loir47@rambler.ru. Область научных интересов: цифровая обработка сигналов в системах связи, алгоритмы формирования изображений в МПРСА.

SAR WHICH PARASITIZE THE TV SIGNALS

© 2014 A.V. Borisenkov, O.V. Goryachkin, V.N. Dolgoplov, B.G. Zhengurov

Volga State University of Telecommunications and Informatics, Samara, Russian Federation

The paper describes the system of obtaining radar images, using as a probe signal of TV broadcasting scheme of bistatic SAR. Describes the major functional and design characteristics of the equipment examined formation algorithm radar. Also the results obtained in the course of a natural experiment.

Aperture, radar, TV broadcasting, the algorithm, the image area.

References

1. Goriachkin O.V., Yangazov, R.R. Features of use of television signals as the probe signal of bistatic SAR // Information and Communication Technologies. 2010. V.8. № 1. pp.41-46. (In Russ.)

2. Goriachkin O.V., Zhengurov, B.G. The algorithm for generating SAR radar image, parasitic on the television signal // Physics and en-

gineering applications of wave processes: Proceedings of the XI IRTC / under total. Ed. YE Rectifier Mans. Yekaterinburg: Publ. Ural. University, 2012. pp.64-65. (In Russ.)

3.Repin V.G., Tartakovsky G.P. Statistical synthesis under a priori uncertainty and adapting information systems.M.: "Sov. Radio", 1977. p.432.

About the Authors

Borisenkov Alexey Vladimirovich, Candidate of Sciences (Engineering), assistant Professor of the Department head Theoretical Foundations of Radio Engineering and Communication, Volga State University of Telecommunications and Informatics, Samara, Russian Federation. E-mail: tors@psati.ru. Area of research: digital signal processing in communication systems, signal processing algorithm in space-time channels.

Goriachkin Oleg Valeriyovych, Doctor of Science (Engineering), Professor of the Department head Theoretical Foundations of Radio Engineering and Communication, Volga State University of Telecommunications and Informatics, Samara, Russian Federation. E-mail: gor@psati.ru. Area of research: digital signal processing fish in radio engineering and communications, radio physical methods of remote

sensing, synthetic aperture radar antenna, blind identification systems, applied statistics.

Dolgopolov Vadim Nicolaevich, head of the laboratory of the Department head Theoretical Foundations of Radio Engineering and Communication, Volga State University of Telecommunications and Informatics, Samara, Russian Federation. E-mail: tors@psati.ru. Area of research: digital-hand signal processing in communication systems, system and device radio engineering and communications.

Zhengurov Boris Glebovich, Postgraduate student of the Department head Theoretical Foundations of Radio Engineering and Communication, Volga State University of Telecommunications and Informatics, Samara, Russian Federation. E-mail: loir47@rambler.ru. Area of research: digital processing of signals in communications systems, imaging algorithms in MPRSA.